

539,621

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international(43) Date de la publication internationale
1 juillet 2004 (01.07.2004)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 2004/055540 A2(51) Classification internationale des brevets⁷ : G01S31-33, Avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil (FR).
MARTIN, Nicolas [FR/FR]; Thales Intellectual Property,
31-33, Avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil (FR).(21) Numéro de la demande internationale :
PCT/EP2003/050998(22) Date de dépôt international :
12 décembre 2003 (12.12.2003)(74) Mandataires : GUERIN, Michel etc.; Thales Intellectual
Property, 31-33 Avenue Aristide Briand, F-94117 Arcueil
(FR).

(25) Langue de dépôt : français

(81) États désignés (national) : CA, US.

(26) Langue de publication : français

(84) États désignés (régional) : brevet européen (AT, BE, BG,
CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE,
IT, LU, MC, NL, PT, RO, SE, SI, SK, TR).(30) Données relatives à la priorité :
02/16000 17 décembre 2002 (17.12.2002) FR

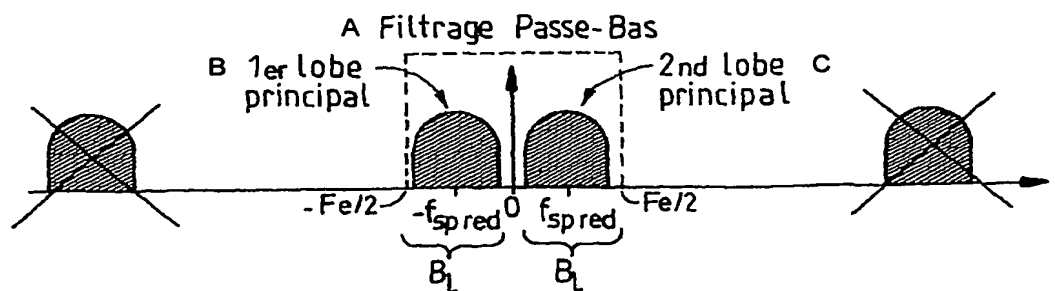
Publiée :

(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) :
THALES [FR/FR]; 45 rue de Villiers, F-92200 Neuilly
sur Seine (FR).— sans rapport de recherche internationale, sera republiée
dès réception de ce rapport

(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement) :
LEBLOND, Valéry [FR/FR]; Thales Intellectual Property,En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abrégia-
tions, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et
abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de
la Gazette du PCT.

(54) Title: METHOD FOR PROCESSING AN ANALOG SIGNAL AND DEVICE THEREFOR

(54) Titre : PROCÉDE DE TRAITEMENT D'UN SIGNAL ANALOGIQUE ET DISPOSITIF DE MISE EN OEUVRE DU PRO-
CEDE

A...LOW-PASS FILTERING
B...FIRST MAIN LOBE
C...SECOND MAIN LOBE

(57) Abstract: The invention concerns a method for processing an analog signal whereof the frequency spectrum includes on a specific bandwidth two main lobes separated by a frequency band whereof the power is negligible. Said method comprises a sampling step in accordance with a specific sampling frequency, and prior to said sampling step, a step which consists in a frequency translation of the two main lobes towards each other so as to reduce the bandwidth and hence the sampling frequency.

(57) Abrégé : L'invention concerne un procédé de traitement d'un signal analogique dont le spectre fréquentiel présente sur une largeur de bande déterminée deux lobes principaux séparés par une bande de fréquence où la puissance est négligeable; il comprend une étape d'échantillonnage selon une fréquence d'échantillonnage déterminée, et préalablement à cette étape d'échantillonnage, une étape consistant à effectuer une translation de fréquence des deux lobes principaux l'un vers l'autre en vue de réduire la largeur de bande et donc la fréquence d'échantillonnage.

WO 2004/055540 A2

BEST AVAILABLE COPY

PROCEDE DE TRAITEMENT D'UN SIGNAL ANALOGIQUE ET DISPOSITIF DE MISE EN ŒUVRE DU PROCEDE

L'invention concerne un procédé de traitement d'un signal analogique dont le spectre fréquentiel présente sur une largeur de bande déterminée deux lobes principaux séparés par une bande de fréquence où la puissance est négligeable.

L'invention a aussi pour objet un dispositif de traitement d'un signal analogique correspondant.

Le domaine de l'invention est celui de la radionavigation par satellite.

Les systèmes de radionavigation actuels tels que les systèmes GPS, GLONASS, sont des systèmes de positionnement dans les trois dimensions, basés sur la réception de signaux émis par une constellation de satellites.

Le signal émis par un satellite est typiquement composé d'une porteuse modulée par un code d'étalement et éventuellement des données ; la modulation BPSK (acronyme anglo-saxon de Binary Phase Shift Keying) qui donne une porteuse présentant des sauts de phase de π à chaque changement du code binaire, est couramment utilisée dans les systèmes actuels.

On a représenté figure 1a, une porteuse de période T, un code d'étalement binaire aléatoire de fréquence F_{code} , le signal en résultant, modulé selon une modulation BPSK (désigné signal BPSK pour simplifier) et l'enveloppe du spectre fréquentiel correspondant. Le spectre fréquentiel d'un signal BPSK a (en puissance) une enveloppe de la forme

$$1/ F_{\text{code}} \cdot \text{sinc}^2(|f - f_p| / F_{\text{code}}) \text{ avec } \text{sinc } x = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \text{ qui présente}$$

deux lobes principaux uniques respectivement centrés sur la fréquence porteuse f_p ($f_p = 1/T$), et la fréquence $-f_p$ et des lobes secondaires adjacents.

Afin d'améliorer les performances de navigation telles que la précision du positionnement, la tenue au brouillage, ..., les nouveaux systèmes de navigation par satellites (GPS amélioré, Galileo), utilisent la modulation BOC (acronyme anglo-saxon de Binary Offset Carrier). On a représenté figure 1b, le signal résultant de la même porteuse et du même

code d'étalement, mais modulé cette fois selon une modulation BOC (désigné signal BOC pour simplifier), et l'enveloppe (en puissance) du spectre fréquentiel correspondant, qui est de la forme

$$1/F_{\text{code}} \cdot \text{sinc}^2(|f - f_p| / F_{\text{code}}) \cdot \sin^2(\pi |f - f_p| / 2f_{sp}) / \cos^2(\pi |f - f_p| / 2f_{sp}).$$

Le spectre fréquentiel d'un signal BOC présente deux lobes principaux identiques écartés de part et d'autre de f_p (respectivement $-f_p$), avec chacun des lobes secondaires adjacents, comme représenté figure 1b. La modulation BOC peut être considérée comme étant une modulation BPSK appliquée après avoir préalablement multiplié la porteuse par une sous-porteuse dont la fréquence f_{sp} est souvent un multiple de f_p .

Le signal émis par le satellite est un signal analogique qui, après avoir parcouru la distance entre le satellite et le récepteur, est converti par le récepteur en un signal numérique en vue de traitements ultérieurs numériques. Cette conversion comporte une étape d'échantillonnage du spectre du signal reçu par le récepteur, suivie d'une étape de numérisation. L'échantillonnage est réalisé selon une fréquence d'échantillonnage f_e . On sait que pour respecter le critère de Shannon qui permet d'éviter le repliement du spectre, la fréquence d'échantillonnage f_e doit être supérieure ou égale à la largeur de bande du spectre.

Or le spectre d'un signal BOC, dont les lobes sont écartés, a une bande de fréquence plus large que celui d'un signal BPSK, comme illustré sur les figures 1a) et 1b) : il en résulte que l'échantillonnage d'un signal BOC est réalisé selon une fréquence d'échantillonnage plus élevée que celui d'un signal BPSK. Or l'utilisation d'une fréquence d'échantillonnage élevée a pour inconvénient d'induire un surcoût et une augmentation de la consommation.

Une solution pour pallier cet inconvénient consiste à ne traiter qu'une partie du spectre après filtrage analogique : cela permet de réduire la bande de fréquence avant l'échantillonnage. Mais il en résulte une perte de puissance du signal numérique obtenu et une perte de précision dans le positionnement.

Un but important de l'invention est donc de conserver les avantages liés à la modulation BOC tout en réduisant la fréquence d'échantillonnage.

Pour atteindre ces buts, l'invention propose un procédé de traitement d'un signal analogique dont le spectre fréquentiel présente sur une largeur de bande déterminée deux lobes principaux séparés par une bande de fréquence où la puissance est négligeable, principalement caractérisé en ce qu'il comprend une étape d'échantillonnage selon une fréquence d'échantillonnage déterminée, et préalablement à cette étape d'échantillonnage, une étape consistant à effectuer une translation de fréquence des deux lobes principaux l'un vers l'autre en vue de réduire la largeur de bande et donc la fréquence d'échantillonnage.

Cette translation peut être obtenue par deux méthodes.

L'étape de translation des lobes peut être obtenue en multipliant le signal analogique par un signal du type $\cos(\omega t)$, ω étant déterminé à partir de la fréquence de la sous-porteuse et de la largeur de bande des lobes principaux ; la translation des lobes principaux ayant généré des lobes parasites, le procédé comprend en outre, préalablement à l'échantillonnage, une étape de filtrage des lobes traduits, en vue d'éliminer les lobes parasites.

La translation des lobes et l'échantillonnage peuvent être regroupés en une seule étape consistant à échantillonner le signal analogique selon une fréquence d'échantillonnage spécifique f_{es} ; le signal analogique ayant été modulé par une porteuse et une sous-porteuse de fréquence f_{sp} , la fréquence f_{es} est liée à la fréquence f_{sp} par la relation suivante $f_{sp} = N.f_{es} - f_{es}/4$, N étant un nombre entier supérieur ou égal à 1.

Il comprend de préférence une étape préalable de conversion en bande de base du signal analogique.

Le signal analogique peut être un signal modulé selon une modulation de type BOC.

Selon une caractéristique de l'invention, le signal BOC comportant une porteuse, un code et une sous-porteuse, présentant respectivement des fréquences déterminées, le procédé comprend une étape de numérisation du signal échantillonné et une étape de démodulation du signal numérisé basée sur l'utilisation d'un code et d'une sous-porteuse générés localement, le code local étant généré à partir de la fréquence du code, la sous-porteuse locale étant générée à partir de la fréquence de la sous-porteuse déterminée et réduite lors de l'étape de translation des lobes.

Le signal analogique est par exemple un signal de radionavigation.

L'invention a aussi pour objet un dispositif de traitement d'un signal analogique dont le spectre fréquentiel présente sur une largeur de bande déterminée deux lobes principaux séparés par une bande de fréquences où la puissance est négligeable, caractérisé en ce qu'il comprend un élément de translation de fréquence des lobes principaux l'un vers l'autre apte à réduire la largeur de bande.

L'invention concerne enfin un récepteur d'un système de radionavigation comportant un tel dispositif.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à la lecture de la description détaillée qui suit, faite à titre d'exemple non limitatif et en référence aux dessins annexés dans lesquels :

la figure 1a) représente schématiquement une porteuse de période T , un code d'étalement binaire aléatoire égal à 1, -1, 1, 1, ..., et le signal BPSK émis en résultant, exprimés en fonction du temps et l'enveloppe du spectre fréquentiel correspondant, exprimée en puissance,

la figure 1b) représente schématiquement les mêmes code, porteuse que ceux de la figure 1a) ainsi qu'une sous-porteuse et le produit du code par cette sous-porteuse exprimés en fonction du temps et l'enveloppe du spectre fréquentiel correspondant, exprimée en puissance,

les figures 2a), 2b) et 2c) représentent schématiquement les enveloppes des spectres fréquentiels (exprimées en puissance) du signal BOC de la figure 1b), en sortie de l'antenne du récepteur (fig 2a), après sa conversion en fréquence intermédiaire F_i (fig 2b) puis en bande de base (fig 2c),

les figures 3a), 3b) et 3c) représentent schématiquement (exprimés en puissance) l'enveloppe du spectre fréquentiel du signal BOC de la figure 2c) après filtrage (fig 3a), le spectre fréquentiel d'un signal en $\cos(\omega t)$ (fig 2b) et l'enveloppe du spectre fréquentiel du signal BOC de la figure 3a dont les lobes ont subi une translation par une méthode analogique (fig 3c),

les figures 4a) et 4b) représentent schématiquement (exprimés en puissance) l'enveloppe du spectre fréquentiel du signal BOC de la figure 2c)

après filtrage (fig 4a) et l'enveloppe du spectre fréquentiel du signal BOC de la figure 4a dont les lobes ont subi une translation par une méthode numérique (fig 4b),

la figure 5 représente schématiquement un premier mode de réalisation d'un dispositif de traitement d'un signal analogique selon l'invention,

la figure 6 représente schématiquement un deuxième mode de réalisation d'un dispositif de traitement d'un signal analogique selon l'invention,

la figure 7 représente schématiquement la boucle d'asservissement de la porteuse et celle du code et de la sous-porteuse dans le cas d'un dispositif de traitement d'un signal BOC classique,

la figure 8 représente schématiquement un élément de calcul de la phase locale commune au générateur de code et au générateur de sous-porteuse dans le cas d'un dispositif de traitement d'un signal BOC classique,

les figures 9 a) et 9 b) représentent schématiquement le code local (fig 9a) et la sous-porteuse locale (fig 9b) en fonction des phases locales exprimées en chip, dans le cas d'un dispositif de traitement d'un signal BOC classique,

la figure 10 représente schématiquement la boucle d'asservissement de la porteuse et celle du code et de la sous-porteuse dans le cas d'un dispositif de traitement d'un signal BOC selon l'invention,

la figure 11 représente schématiquement un élément de calcul de la phase du code local et un élément de calcul de la phase de la sous-porteuse locale dans le cas d'un dispositif de traitement d'un signal BOC selon l'invention,

les figures 12 a) et 12 b) représentent schématiquement le code local (fig 12a) en fonction de la phase locale exprimée en chip et la sous-porteuse locale (fig 12b) en fonction de la phase locale exprimée en cycles, dans le cas d'un dispositif de traitement d'un signal BOC selon l'invention.

On va à présent plus particulièrement considérer un signal BOC. Le procédé selon l'invention vise à réduire la fréquence d'échantillonnage d'un signal BOC.

En sortie de l'antenne du récepteur, le signal BOC est, de manière classique, converti en bande de base, en passant éventuellement par une conversion préalable en fréquence intermédiaire F_i . Un filtrage passe-bande est généralement appliqué avant la (ou les) conversion(s) de manière à éliminer certains lobes secondaires ; un filtrage passe-bas est généralement appliqué après la (ou les) conversion(s).

On a représenté le spectre du signal BOC de la figure 1b, en sortie de l'antenne du récepteur (fig 2a), après sa conversion en fréquence intermédiaire F_i (fig 2b) puis en bande de base (fig 2c). La largeur de bande du spectre est alors B_{initiale} ou B_i . Le signal BOC après sa conversion en fréquence intermédiaire F_i est un signal réel alors qu'après sa conversion en bande de base, le signal qui comporte une voie I et une voie Q (en quadrature par rapport à la voie I), est complexe.

Ensuite, les lobes secondaires de la bande de fréquence située entre les deux lobes principaux sont de préférence éliminés par filtrage afin d'éviter les repliements lors de l'échantillonnage. On désigne B_{lobe} , ou B_l la largeur de la bande contenant au moins un lobe principal.

On a vu que pour respecter le critère de Shannon, la fréquence d'échantillonnage f_e est supérieure ou égale à la largeur de bande du spectre du signal BOC, en l'occurrence B_i .

On peut donc réduire f_e en réduisant la largeur de bande, préalablement à l'échantillonnage. Pour ce faire, on réduit la largeur de bande du spectre du signal BOC, en effectuant une translation de fréquence des deux lobes principaux l'un vers l'autre. Cette translation peut être obtenue par deux méthodes.

Une première méthode, analogique, consiste à multiplier les voies I et Q par un signal en $\cos(\omega t)$ représenté figure 3b, ω étant de la forme $2\pi(f_{\text{sp}} - f_{\text{spréd}})$. Les spectres avant et après multiplication sont respectivement représentés figures 3a et 3c ; après multiplication, chaque lobe est alors centré sur une fréquence de sous-porteuse réduite, $f_{\text{spréd}}$. On a $f_{\text{spréd}} \geq B_i/2$. Un dernier filtrage permet d'éliminer les lobes parasites pour éviter le repliement lors de l'échantillonnage.

On obtient alors un spectre constitué des 2 lobes principaux ayant subi une translation l'un vers l'autre et dont la largeur de bande est égale à

environ $2B_l$ comme illustré figure 3c ; le spectre est alors échantillonné selon une fréquence d'échantillonnage f_e supérieure ou égale à $2B_l$.

Une autre méthode, numérique, permet à la fois d'effectuer une translation des lobes principaux l'un vers l'autre et d'échantillonner : cela est obtenu en effectuant un échantillonnage selon une fréquence d'échantillonnage spécifique f_{es} . Cette fréquence f_{es} est déterminée à partir des conditions suivantes, visant à éviter que lors de cet échantillonnage spécifique, il y ait un recouvrement entre lobes.

- (1) f_{es} doit être supérieure ou égale à $2B_l$,
- (2) $f_{sp} + B/2 < N \cdot f_{es}$, N étant un nombre entier supérieur ou égal à 1
- (3) $(N-1/2) f_{es} < f_{sp} - B/2$

Ces conditions sont illustrées sur les figures 4a et 4b, sur lesquelles sont respectivement représentés le spectre avant échantillonnage et le spectre après échantillonnage tel que souhaité c'est-à-dire sans recouvrement de lobes. Sont plus particulièrement représentés figure 4b, les premier et deuxième lobes principaux correspondant à la raie située à la fréquence 0 : pour respecter la condition de non recouvrement, la bande de fréquence de ce premier lobe doit se situer en deça de la fréquence $N \cdot f_{es}$ et au delà de la fréquence $(N-1/2) \cdot f_{es}$, ce qui se traduit par les conditions (1), (2) et (3).

Ces conditions sont remplies pour $f_{sp} = N \cdot f_{es} - f_{es}/4$

On prend de préférence pour N la plus grande valeur remplissant cette condition afin de minimiser f_{es} .

Cette méthode numérique présente l'avantage de réaliser deux étapes (rapprochement des lobes et échantillonnage) en une et permet en outre d'éviter de devoir effectuer par une méthode analogique la double multiplication par le signal $\cos(\omega t)$.

On a présenté dans les exemples précédents une translation des lobes principaux l'un vers l'autre par une translation de chaque lobe. Une translation d'un seul lobe vers l'autre permet également de réduire la largeur de bande et peut donc être effectuée selon une variante de l'invention.

Le procédé selon l'invention peut aussi s'appliquer à des signaux analogiques « pseudo-BOC » obtenus à partir de deux signaux émis par une même source et de manière synchrone, sur deux fréquences distinctes et proches, chaque signal étant traité comme un lobe du spectre d'un signal

BOC. C'est par exemple le cas pour le système Galileo avec des signaux émis dans les bandes de fréquences E1 et E2.

Dans les exemples présentés, les lobes principaux sont identiques, mais l'invention s'applique également dans le cas où les lobes principaux ne le sont pas.

Une fois échantillonné selon l'une des méthodes précédemment décrites, le signal analogique est numérisé. Le signal analogique ainsi converti en un signal numérique est alors traité en fonction de l'application souhaitée.

On va à présent décrire un exemple de dispositif de traitement d'un signal analogique inclus dans un récepteur d'un système de positionnement, représenté figures 5 et 6 .

En sortie de l'antenne 1, le signal analogique dont la porteuse présente une fréquence f_p , est filtré au moyen d'un filtre passe-bande 2 qui peut être un filtre céramique. Le signal est alors de préférence amplifié par un amplificateur à faible bruit 3. On obtient à ce stade un signal dont le spectre correspond à celui de la figure 2a, c'est-à-dire débarrassé de certains lobes secondaires.

La conversion en bande de base de ce signal amplifié est obtenue en le multipliant au moyen d'un multiplicateur 4 sur une première voie désignée voie I par un signal de la forme $\cos(2\pi.f_p.t)$ et au moyen d'un autre multiplicateur 4' sur une deuxième voie désignée voie Q par un signal de la forme $\sin(2\pi.f_p.t)$. Les signaux de la forme $\cos(2\pi.f_p.t)$ et $\sin(2\pi.f_p.t)$ sont issus d'un oscillateur local 5. Le spectre du signal complexe (voie I et Q) ainsi obtenu est de la forme de celui de la figure 2c.

Sur chaque voie, le signal ainsi multiplié est filtré au moyen d'un filtre passe-bande 6 ou 6' qui peut être un filtre RC (comportant une résistance R et une capacité C) ou un filtre à onde de surface (filtre SAW en anglais) de manière à éliminer les lobes secondaires de la bande de fréquence située entre les deux lobes principaux. Le signal obtenu a alors un spectre tel que représenté figure 3a ou 4a.

La mise en œuvre de la méthode analogique est obtenue en disposant comme représenté figure 5, sur chaque voie I et Q un multiplicateur 7 ou 7' apte à multiplier le signal par un signal de la forme \cos

($\omega.t$) issu de l'oscillateur local 5, puis un filtre passe-bas 8 ou 8' permettant d'éliminer les lobes parasites comme indiqué sur la figure 3c.

Le signal obtenu est alors échantillonné au moyen d'un échantillonneur utilisant une fréquence d'échantillonnage f_e supérieure ou égale à 2B1 et numérisé au moyen d'un numériseur qui produit un signal numérique, ces échantillonneur et numériseur étant regroupés dans un convertisseur 9 ou 9'.

La mise en œuvre de la méthode numérique est obtenue en disposant directement comme représenté figure 6 sur chaque voie I et Q un échantillonneur utilisant une fréquence d'échantillonnage f_{e_s} et un numériseur qui produit un signal numérique, ces échantillonneur et numériseur étant regroupés dans un convertisseur 10 ou 10'.

Le traitement numérique du signal obtenu sur chacune des voies I et Q est alors effectué selon l'application souhaitée.

On va à présent décrire les principales étapes de traitement du signal numérique dans le cas d'une application de positionnement d'un récepteur à partir de signaux de type BOC émis par des satellites. On rappelle comme indiqué dans le préambule qu'on peut considérer qu'un signal BOC est principalement constitué d'une porteuse, d'une sous-porteuse et d'un code.

Dans le cas d'une application de positionnement à partir d'un signal BOC classique, il est connu de l'homme du métier que le but du traitement du signal est de démoduler le signal BOC numérisé en porteuse, sous-porteuse et code pour récupérer la mesure du retard de propagation à partir de la différence entre le temps d'émission du code par le satellite et le temps de réception du code par le récepteur.

La démodulation se fait par corrélation du signal BOC numérisé avec des porteuse, sous-porteuse et code générés localement.

Il faut générer ces signaux locaux de manière synchrone avec le signal BOC reçu, en tenant compte notamment de l'effet Doppler a priori inconnu.

Pour cela, on met en place des boucles de poursuite de porteuse et de code, la boucle de code incluant la poursuite de la sous-porteuse ; ces boucles asservissent les phases des porteuse, sous-porteuse et code locaux

par rapport aux phases des porteuse, sous-porteuse et code du signal BOC reçu, à partir des mesures issues des corrélations.

La mesure du retard sur le code et de l'effet Doppler initial est faite dans une phase d'acquisition dite aussi phase d'accrochage qui consiste à tester en boucle ouverte plusieurs hypothèses de position du code et de l'effet Doppler jusqu'à ce que le résultat de la corrélation indique par un niveau d'énergie élevé que le déphasage entre le signal reçu et le signal local est minimal. Ensuite, on affine la recherche puis on ferme les boucles.

Ces étapes de démodulation sont obtenues au moyen d'un démodulateur comportant des boucles d'asservissement dont un exemple est représenté figure 7. Sur les figures 7 et 10, le signal numérisé en entrée des boucles d'asservissement est comme on l'a vu précédemment un signal complexe comportant une voie I et une voie Q.

La corrélation du signal reçu avec le signal local se fait tout d'abord en multipliant au moyen d'un multiplicateur 11 le signal numérisé par un signal de la forme $e^{-j\varphi}$, φ étant la phase de la porteuse locale. Le signal obtenu est alors multiplié au moyen d'un multiplicateur 12 sur une voie dite ponctuelle (d'où la notation I_p et Q_p pour voie I ponctuelle et voie Q ponctuelle) par un signal représentatif de la modulation de code et de sous-porteuse, et en sommant les résultats de ces multiplications obtenus à différents instants au moyen d'un élément d'intégration-sommation 14. Le signal représentatif de la modulation de code et de sous-porteuse a été obtenu en multipliant au moyen d'un multiplicateur 13, un signal représentatif du code généré localement à partir de τ , par un signal représentatif de la sous-porteuse générée localement à partir de ψ , τ et ψ étant respectivement la phase du code local et de la sous-porteuse locale, qui sont en fait identiques dans ce cas.

Le résultat de cette corrélation est soumis à un discriminateur de phase de porteuse 15 qui en déduit un écart de porteuse qui est un signal réel et qui est injecté dans un correcteur de boucle de porteuse 16. Un élément de calcul de phase 17 qui peut être un oscillateur numériquement contrôlé (« Numerically Controlled Oscillator » en anglais), calcule la phase φ de la porteuse locale en fonction de la vitesse de porteuse issue du correcteur de boucle de porteuse 16, et de la fréquence de la porteuse sans effet Doppler appelée fréquence talon de la porteuse. La vitesse de porteuse

est la vitesse de propagation de la porteuse mesurée à la réception : on en déduit la variation de fréquence de la porteuse due à l'effet Doppler. Cette phase ϕ ainsi asservie est utilisée par un générateur de porteuse pour générer une porteuse locale de la forme $e^{-j\phi}$.

La corrélation du signal reçu avec le signal local se fait également sur une voie dite delta (d'où la notation I_Δ et Q_Δ pour voie I delta et voie Q delta), en multipliant au moyen d'un multiplicateur 21 le signal numérisé multiplié par un signal de la forme $e^{-j\phi}$, par un signal dit delta. Ce signal delta issu d'un sommateur 20 est la différence du signal représentatif de la modulation de code et de sous-porteuse qui a subi une avance au moyen d'un dispositif 18 permettant d'anticiper le signal par rapport à celui de la voie ponctuelle et un retard au moyen d'un dispositif 19 permettant de retarder le signal par rapport à celui de la voie ponctuelle. Les résultats de ces multiplications obtenus à différents instants sont sommés au moyen d'un élément d'intégration-sommation 22.

Le résultat de cette corrélation ainsi que celui de la voie ponctuelle est soumis à un discriminateur de phase de code 23 qui en déduit un écart de code qui est un signal réel et qui est injecté dans un correcteur de boucle de code 24. Un élément de calcul de phase 25 qui peut être un oscillateur numériquement contrôlé (« Numerically Controlled Oscillator » en anglais), calcule les phases τ et ψ du code local et de la sous-porteuse locale en fonction de la vitesse de code (identique à la vitesse de sous-porteuse) issue du correcteur de boucle de code 24 et de la fréquence talon du code. La vitesse de code est la vitesse de propagation du code mesurée à la réception : on en déduit la variation de fréquence du code due à l'effet Doppler. Les phases τ et ψ du code et de la sous-porteuse qui sont identiques, sont ainsi asservies puis respectivement utilisées par un générateur de code 26 pour générer le code local et par un générateur de sous-porteuse 27 pour générer la sous-porteuse locale.

Comme ces phases sont identiques elles sont calculées par le même élément de calcul de phase 25. On a représenté figure 8 le détail d'un élément de calcul de phase de code 25. Il comprend un convertisseur 30 de la vitesse de code exprimée en m/s, en une mesure exprimée en Hz de la variation de fréquence due à l'effet Doppler, la conversion s'effectuant à partir du chip du code ; l'élément de calcul de phase comprend en outre un

sommateur 31 de cette mesure de l'effet Doppler et de la fréquence talon du code et un intégrateur 32 transformant cette nouvelle fréquence en une phase τ . On a représenté figure 9 a) le code local généré par le générateur de code 26 en fonction de la phase locale exprimée en chip, le chip étant la longueur d'onde du code ; la figure 9 b) représente la sous-porteuse locale générée par le générateur de sous-porteuse 27 en fonction de la phase locale également exprimée en chip, puisque le même élément de calcul de phase 25 a été utilisé pour les deux générateurs 26 et 27.

Dans le cas de l'invention, la fréquence d'échantillonnage utilisée au niveau du récepteur a été réduite au moyen d'une translation l'un vers l'autre des lobes principaux du spectre du signal reçu. Cette translation a réduit la fréquence de la sous-porteuse qui est devenue $f_{\text{spréd}}$. La fréquence de la sous-porteuse réduite étant alors différente (plus faible) de la fréquence du code, il faut donc dissocier l'élément de calcul de la phase de la sous-porteuse qui prend en compte la fréquence de la sous-porteuse réduite, de l'élément de calcul de la phase du code qui prend en compte la fréquence du code comme représenté figure 10.

On a représenté figure 11 le détail des éléments de calcul de phase 25 et 28 respectivement utilisés pour le code et pour la sous-porteuse. L'élément de calcul de phase 25 utilisé pour le code est le même que celui de la figure 8. L'élément de calcul de phase 28 utilisé pour la sous-porteuse comprend un convertisseur 33 de la vitesse de code (qui est la même que la vitesse de sous-porteuse) exprimée en m/s, en une mesure exprimée en Hz de la variation de fréquence due à l'effet Doppler, la conversion s'effectuant à partir de la longueur d'onde de la sous-porteuse exprimée en cycle ; l'élément de calcul de phase comprend en outre un sommateur 34 de cette mesure de l'effet Doppler et de la fréquence talon réduite de la sous-porteuse et un intégrateur 35 transformant cette nouvelle fréquence en une phase ψ . On notera que l'effet Doppler est indépendant de la réduction de la fréquence de sous-porteuse qui n'intervient qu'au niveau du récepteur.

On a représenté figure 12 a) le code local généré par le générateur de code 26 en fonction de la phase locale exprimée en chip ; la figure 12 b) représente la sous-porteuse locale générée par le générateur de sous-porteuse 27 en fonction de la phase locale exprimée en cycles,

puisque'on a utilisé en amont du générateur 27 un élément de calcul de phase 28 spécifique pour la sous-porteuse.

Lorsque $f_{\text{spréd}} = B/2$, on a un chip = un cycle comme représenté sur les figures 12 mais ce n'est plus le cas si $f_{\text{spréd}} > B/2$.

REVENDICATIONS

1. Procédé de traitement d'un signal analogique dont le spectre fréquentiel présente sur une largeur de bande déterminée deux lobes principaux séparés par une bande de fréquence où la puissance est négligeable, caractérisé en ce qu'il comprend une étape d'échantillonnage selon une fréquence d'échantillonnage déterminée, et préalablement à cette étape d'échantillonnage, une étape consistant à effectuer une translation de fréquence des deux lobes principaux l'un vers l'autre en vue de réduire la largeur de bande et donc la fréquence d'échantillonnage.

2. Procédé selon la revendication précédente, caractérisé en ce que, le signal comportant une porteuse et une sous-porteuse de fréquence déterminée et les lobes principaux présentant des largeurs de bande déterminées, l'étape de translation des lobes est obtenue en multipliant le signal analogique par un signal du type $\cos(\omega t)$, ω étant déterminé en fonction de la fréquence de sous-porteuse et de la largeur de bande des lobes principaux.

3. Procédé selon la revendication précédente, caractérisé en ce que la translation des lobes principaux ayant généré des lobes parasites, il comprend en outre, préalablement à l'échantillonnage, une étape de filtrage des lobes translatés, en vue d'éliminer les lobes parasites.

4. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que la translation des lobes et l'échantillonnage sont regroupés en une seule étape consistant à échantillonner le signal analogique selon une fréquence d'échantillonnage spécifique fe_s .

5. Procédé selon la revendication précédente, caractérisé en ce que le signal analogique ayant été modulé par une porteuse et une sous-porteuse de fréquence f_{sp} , la fréquence fe_s est liée à la fréquence f_{sp} par la relation suivante $f_{sp} = N \cdot fe_s - fe_s/4$, N étant un nombre entier déterminé supérieur ou égal à 1.

6. Procédé selon la revendication précédente, caractérisé en ce que N est la plus grande valeur permettant d'obtenir la relation.

7. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il comprend une étape préalable de conversion en bande de base du signal analogique.

8. Procédé selon la revendication précédente, caractérisé en ce que le spectre fréquentiel présentant des lobes secondaires autour de chaque lobe principal, les lobes secondaires sont éliminés par filtrage.

9. Procédé selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que les lobes principaux sont identiques.

10. Procédé selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que le signal analogique est un signal modulé selon une modulation de type BOC.

11. Procédé selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que le signal analogique est un signal de radionavigation.

12. Procédé selon les revendications 10 et 11, caractérisé en ce que, le signal BOC comportant une porteuse, un code et une sous-porteuse, présentant respectivement des fréquences déterminées, il comprend une étape de numérisation du signal échantillonné et une étape de démodulation du signal numérisé basée sur l'utilisation d'un code et d'une sous-porteuse générés localement, le code local étant généré à partir de la fréquence du code, la sous-porteuse locale étant générée à partir de la fréquence de la sous-porteuse déterminée et réduite lors de l'étape de translation des lobes.

13. Procédé selon l'une quelconque des revendications 11 ou 12, caractérisé en ce que le signal de radionavigation est celui du système Galileo ou Glonass ou GPS.

14. Dispositif de traitement d'un signal analogique dont le spectre fréquentiel présente sur une largeur de bande déterminée deux lobes principaux séparés par une bande de fréquences où la puissance est négligeable, caractérisé en ce qu'il comprend un élément de translation de fréquence des lobes principaux l'un vers l'autre apte à réduire la largeur de bande.

15. Dispositif selon la revendication précédente, caractérisé en ce qu'il comprend en outre un convertisseur du signal analogique en bande de base relié au dispositif de translation des lobes principaux et placé en amont du dispositif de translation.

16. Dispositif selon la revendication précédente, caractérisé en ce qu'il comprend en outre un filtre passe-bande relié au convertisseur du signal analogique en bande de base et placé entre le convertisseur en bande de base et le dispositif de translation.

17. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 14 à 16, caractérisé en ce que le signal comportant une porteuse et une sous-porteuse de fréquence déterminée et les lobes principaux présentant des largeurs de bande déterminées, le dispositif de translation des lobes principaux comporte un multiplicateur du signal analogique par un signal du type $\cos(\omega t)$, ω étant déterminé en fonction de la fréquence de sous-porteuse et de la largeur de bande des lobes principaux.

18. Dispositif selon la revendication précédente, caractérisé en ce que le dispositif de translation des lobes principaux comporte en outre relié au multiplicateur et placé en aval de celui-ci, un filtre passe-bas.

19. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 17 ou 18, caractérisé en ce que le multiplicateur est relié à un échantillonneur.

20. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 14 à 16, caractérisé en ce que le dispositif de translation des lobes principaux

comporte un échantillonneur apte à échantillonner le signal analogique selon une fréquence d'échantillonnage spécifique f_{e_s} .

21. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 19 ou 20, caractérisé en ce que l'échantillonneur est relié à un numériseur.

22. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 14 à 21, caractérisé en ce que le signal analogique est un signal de radionavigation.

23. Dispositif selon la revendication précédente prise en combinaison avec la revendication 21, caractérisé en ce que, le signal de radionavigation comportant une porteuse, un code et une sous-porteuse générés par un satellite, présentant respectivement des fréquences déterminées, il comporte relié au numériseur, une boucle d'asservissement d'un code et d'une sous-porteuse générés localement par le dispositif, cette boucle comprenant un élément de calcul de la phase locale du code à partir de la fréquence du code déterminée et un élément de calcul de la phase locale de la sous-porteuse à partir d'une fréquence de sous-porteuse calculée à partir de la fréquence de sous-porteuse déterminée, ces éléments de calcul de phase étant distincts.

24. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 14 à 23, caractérisé en ce que les lobes sont identiques.

25. Récepteur d'un système de radionavigation, caractérisé en ce qu'il comporte un dispositif de traitement d'un signal analogique selon l'une quelconque des revendications 14 à 24.

1/11

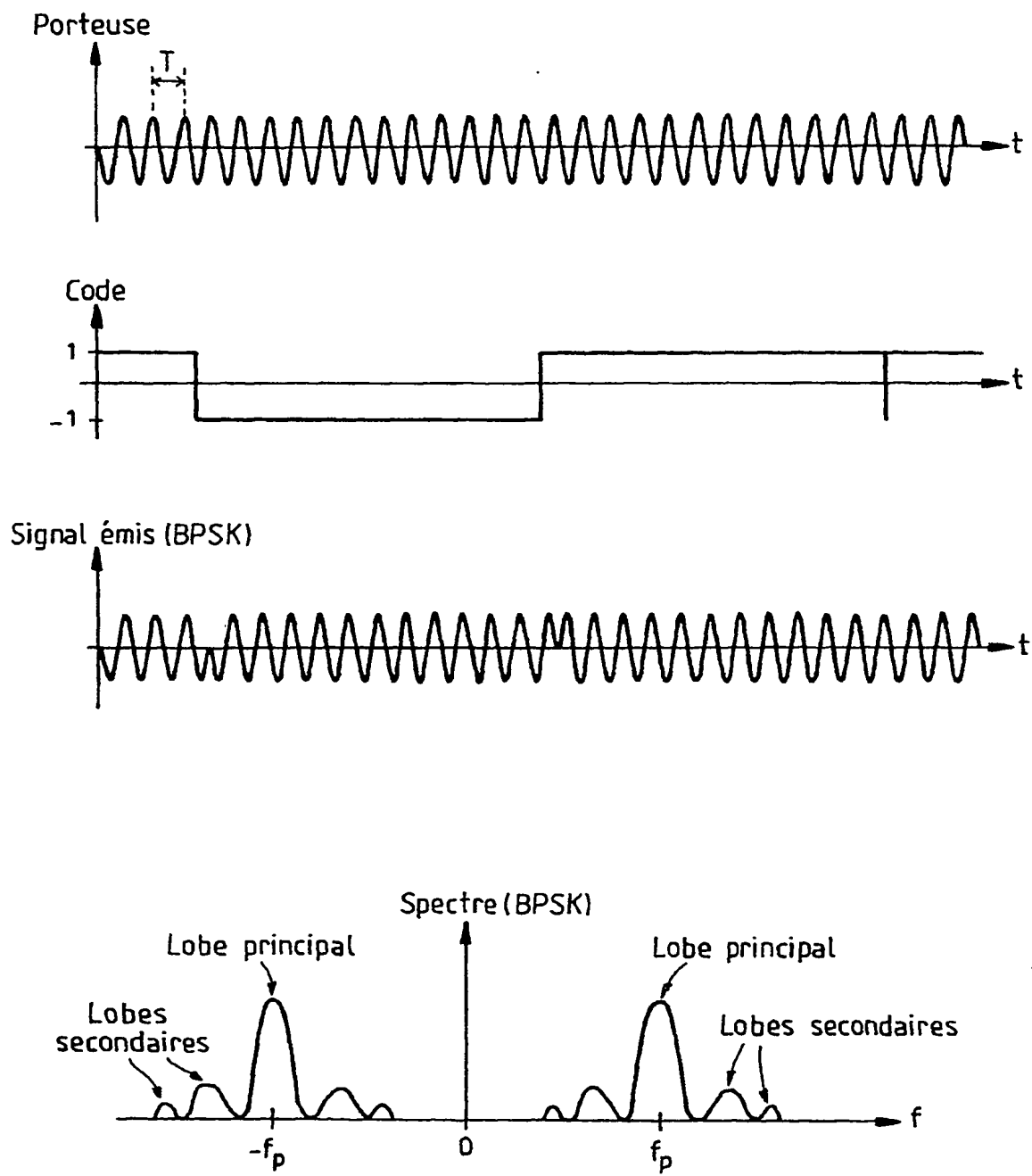


FIG.1a

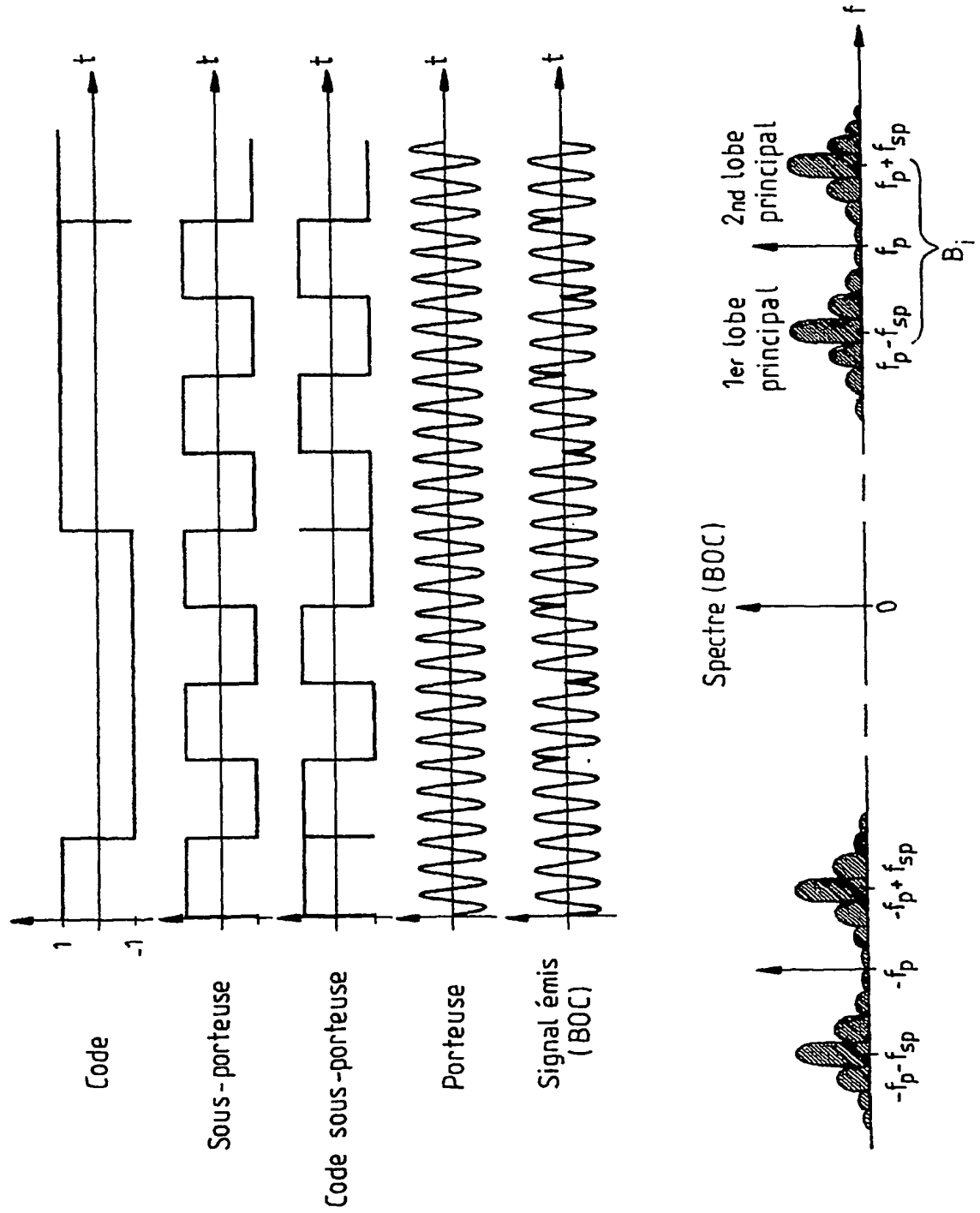


FIG.1b

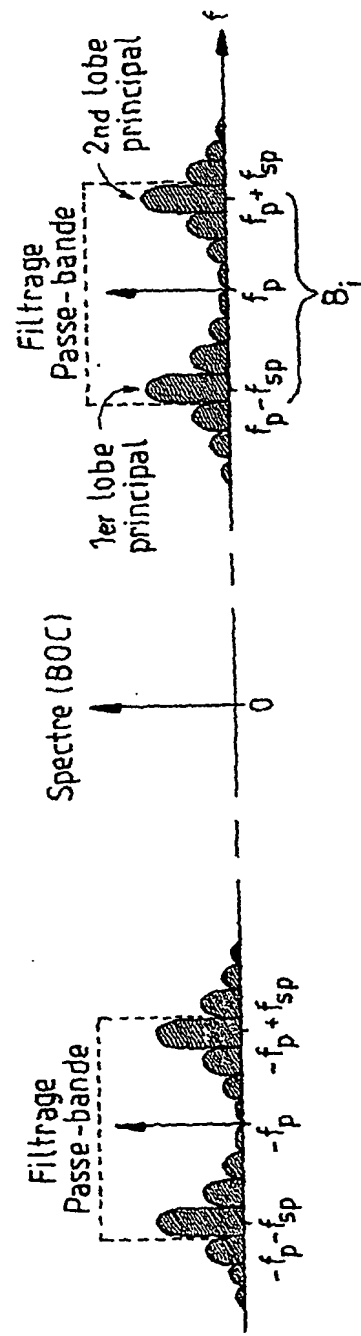


FIG. 2a

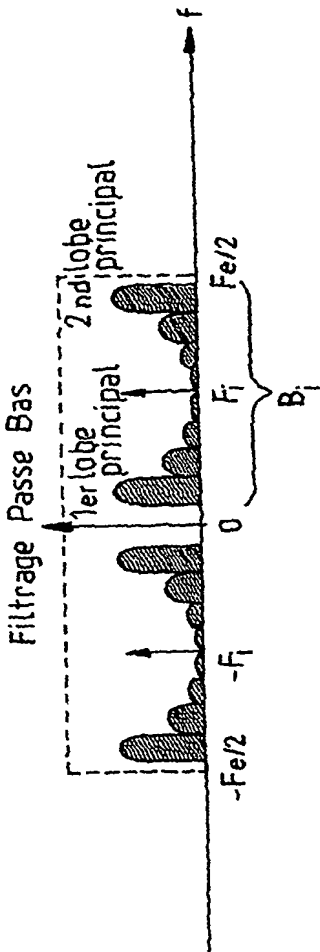


FIG. 2b

4/11

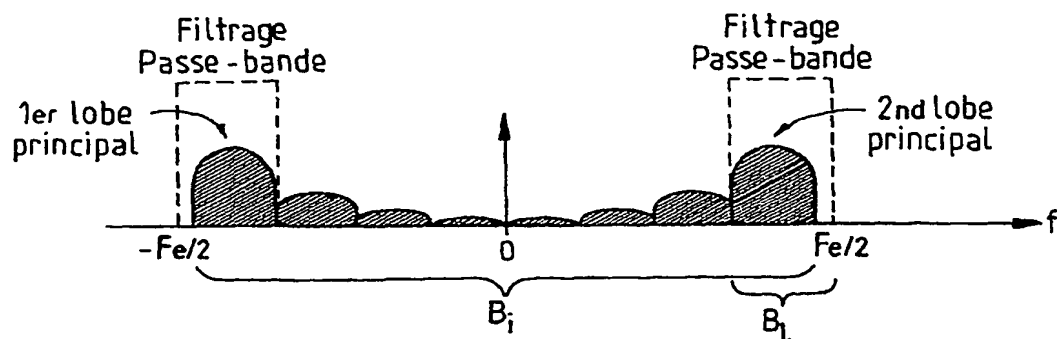


FIG. 2c

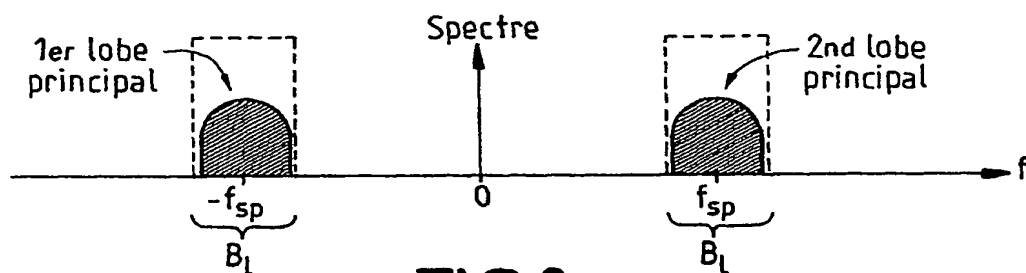


FIG. 3a

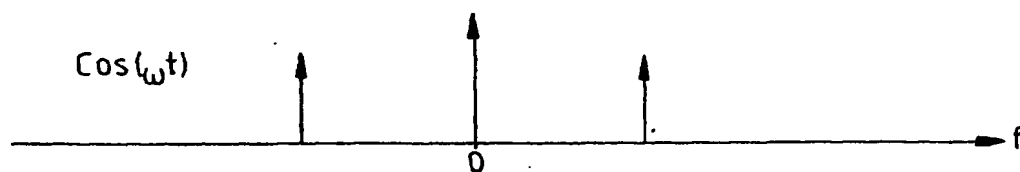


FIG. 3b

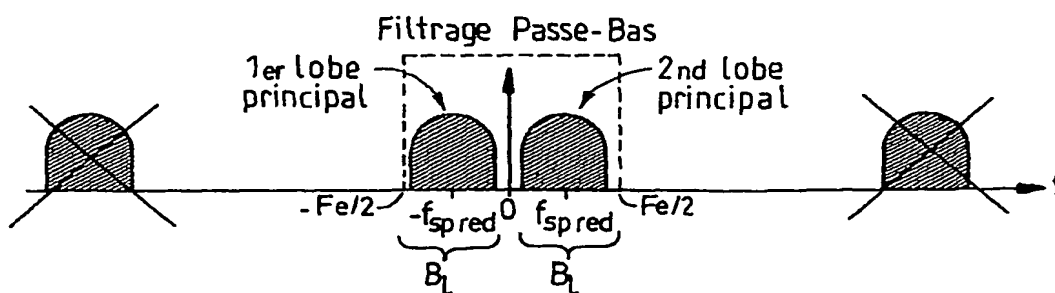


FIG. 3c

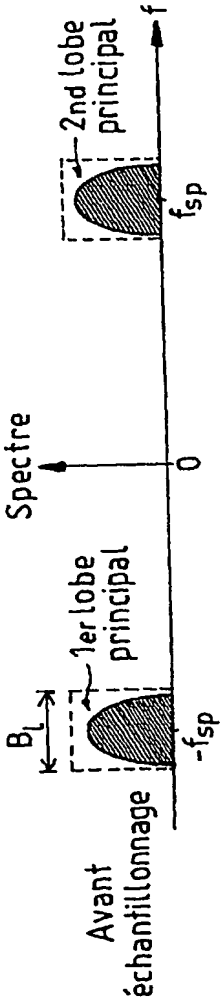


FIG.4a

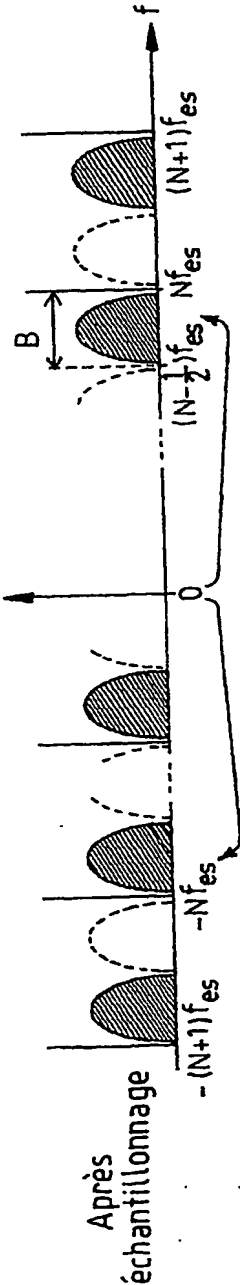


FIG.4b

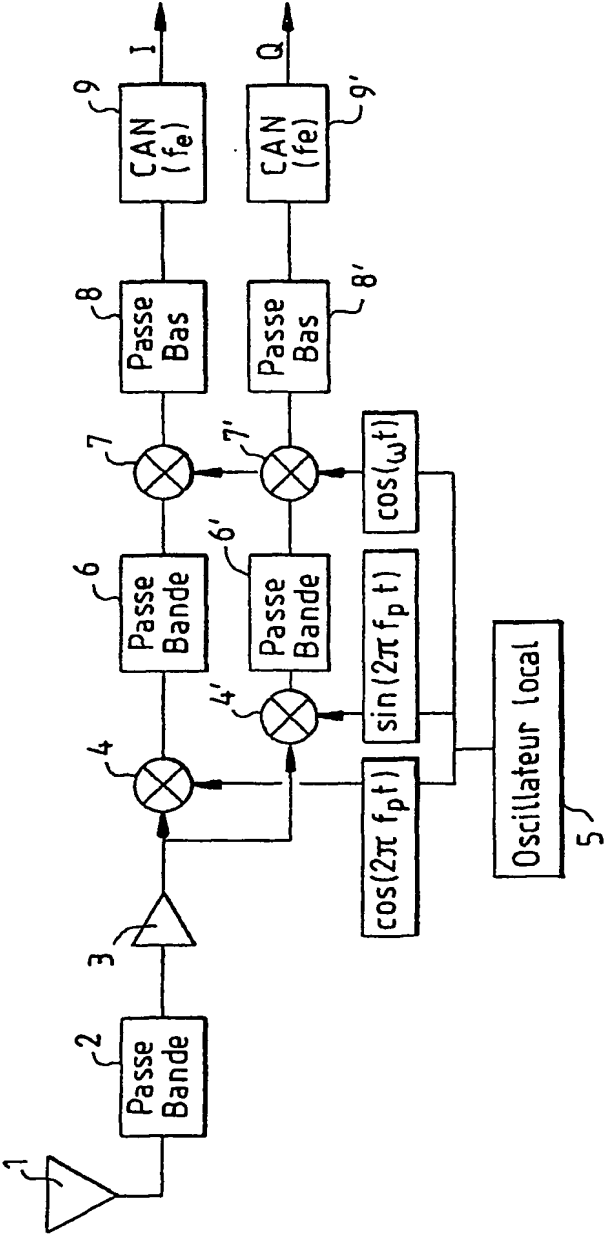


FIG.5

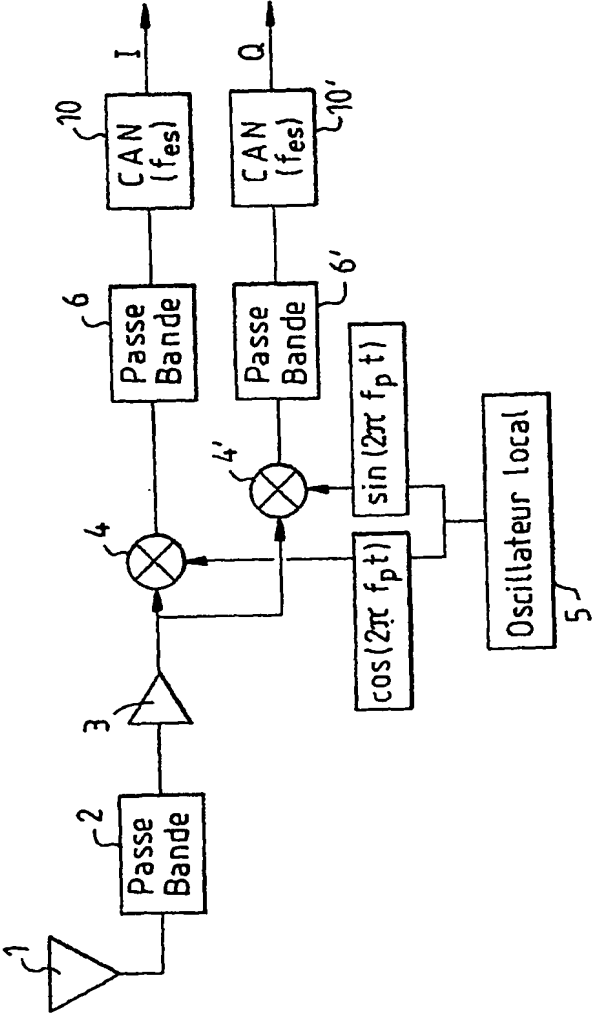


FIG.6

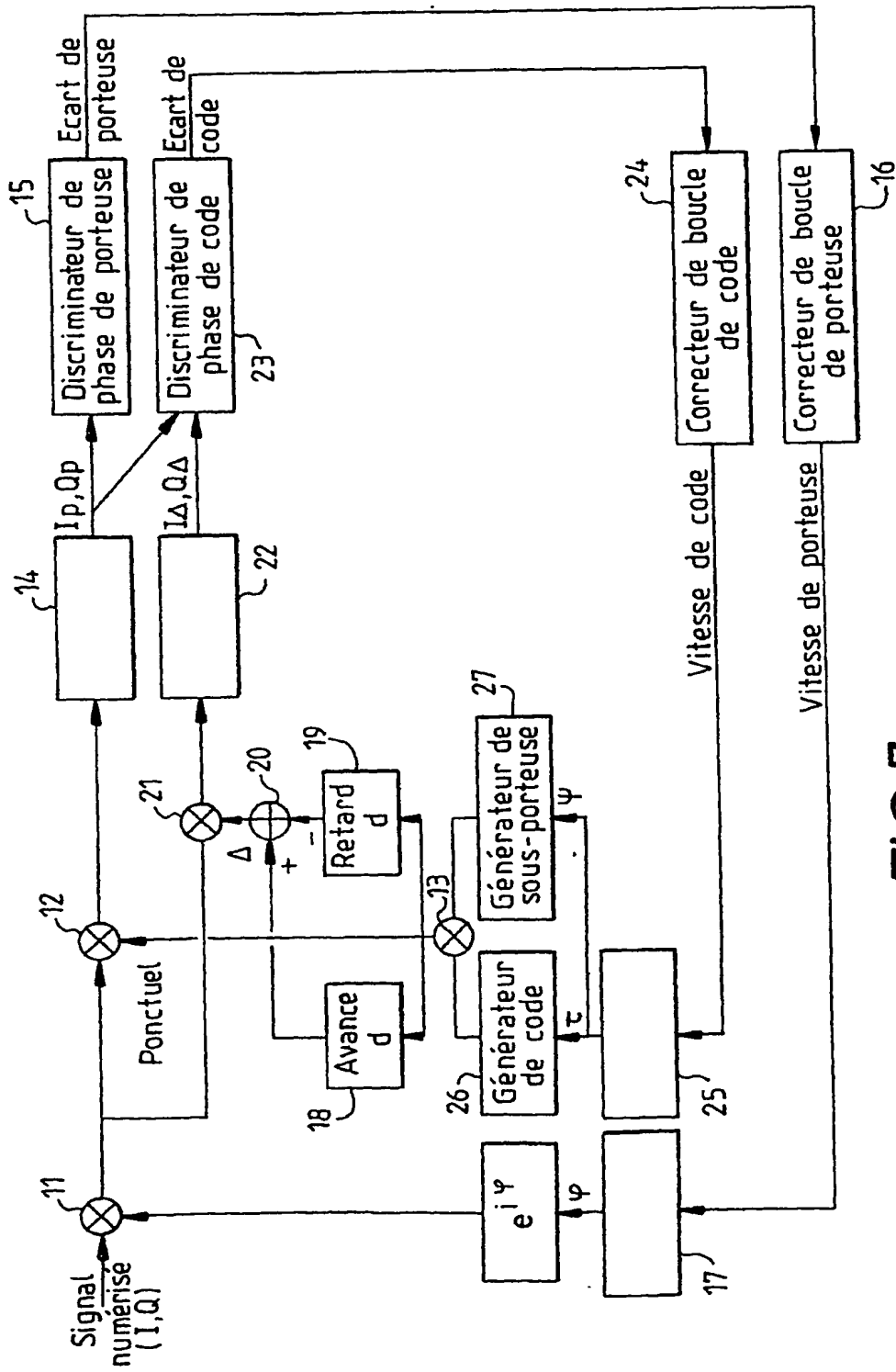


FIG. 7

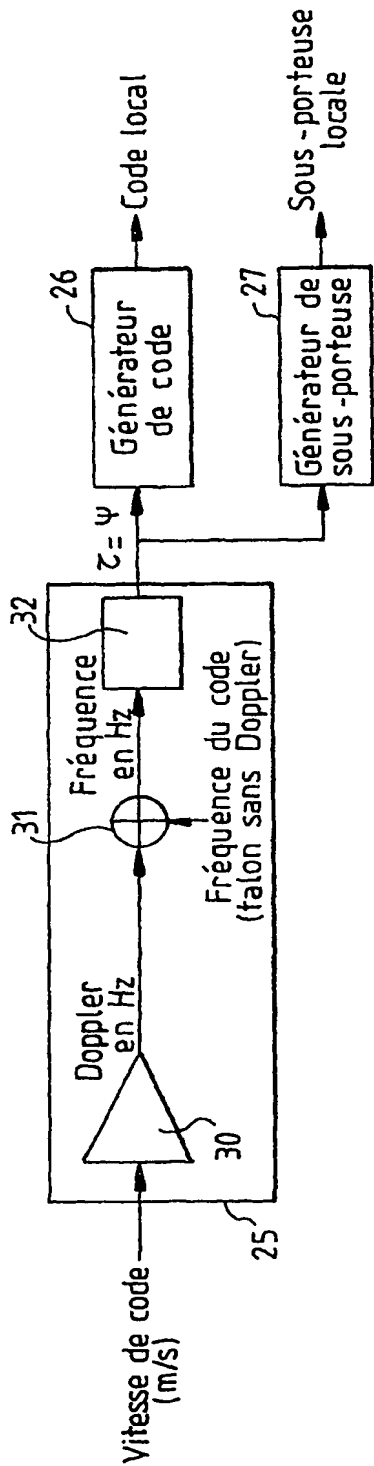


FIG. 8

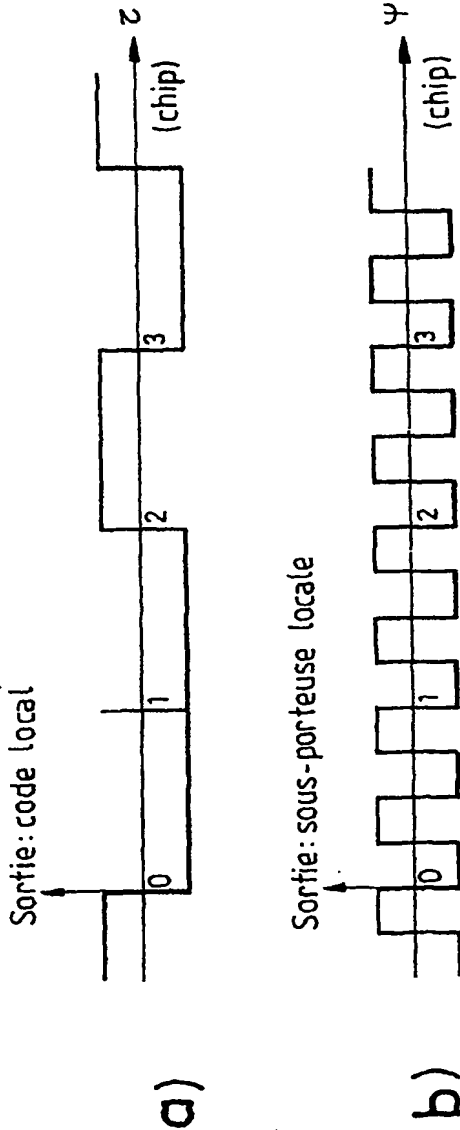


FIG. 9

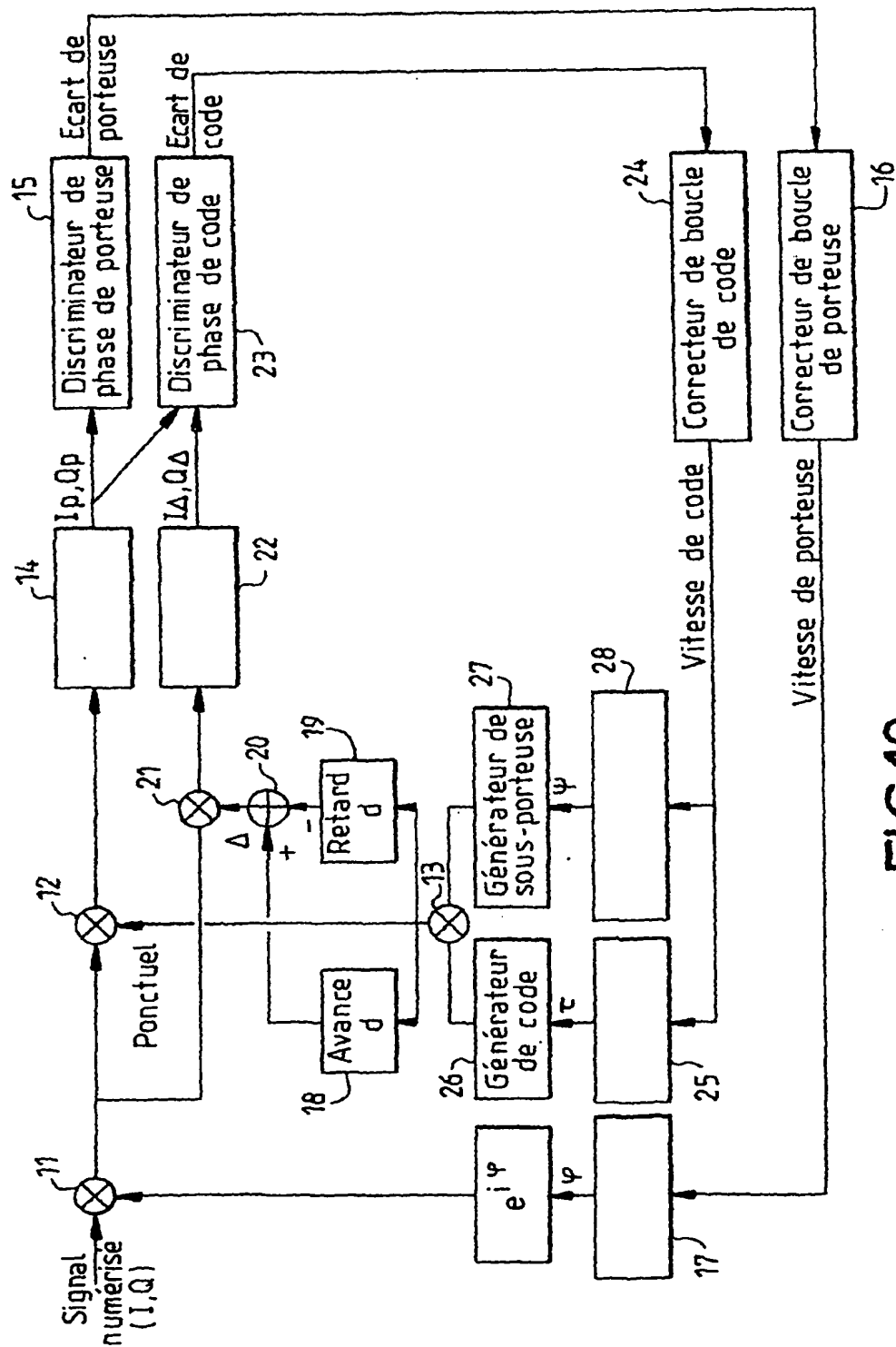


FIG.10

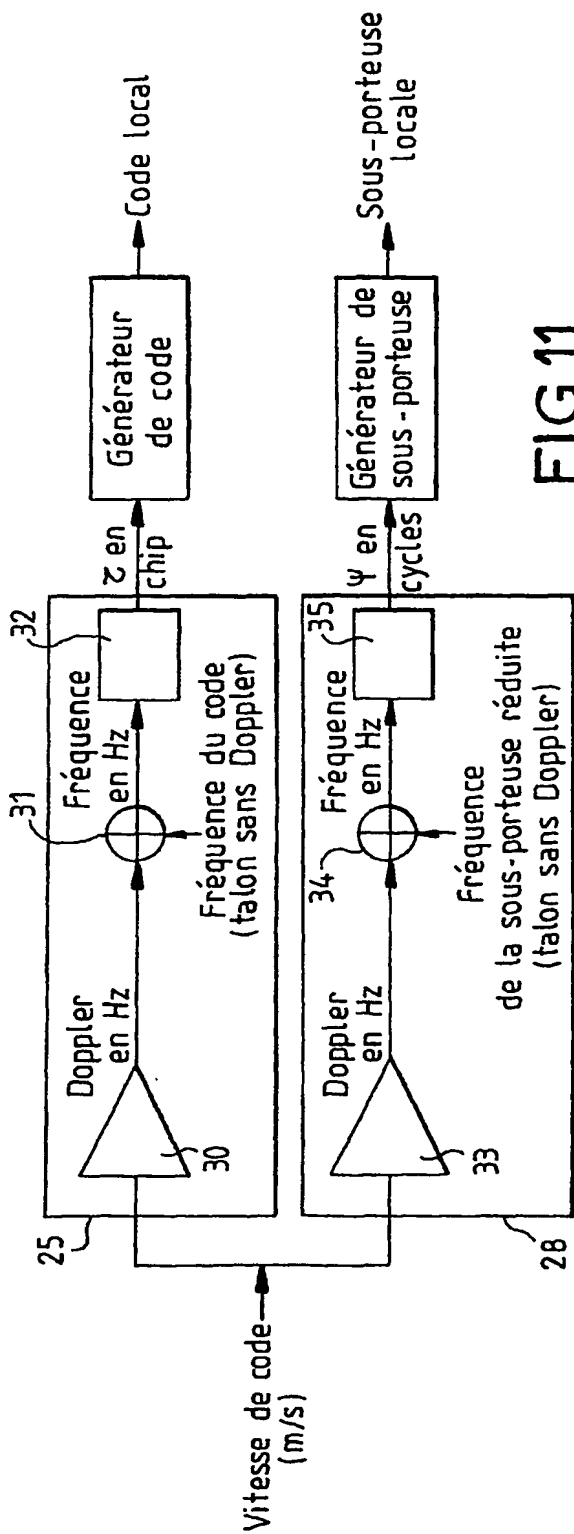


FIG.11

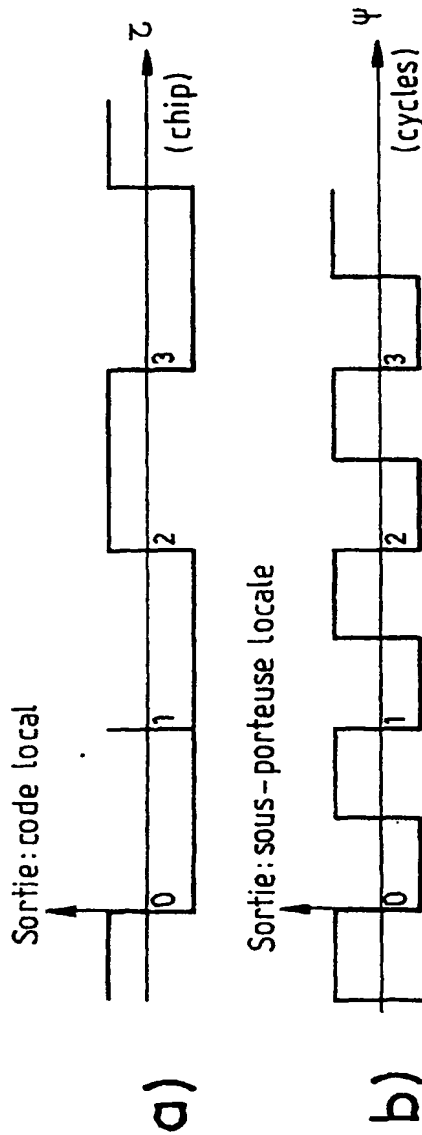


FIG.12

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.